

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number : 07-169584

(43) Date of publication of application : 04.07.1995

(51) Int.CI.

H05B 41/29

H02M 7/48

H05B 41/18

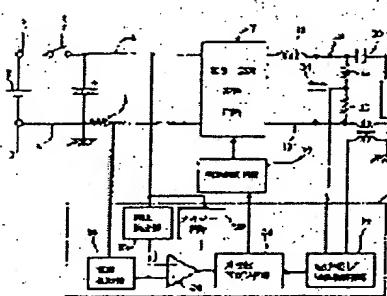
(21) Application number : 05-343293

(71) Applicant : KOITO MFG CO LTD

(22) Date of filing : 17.12.1993

(72) Inventor : ODA SATOSHI

(54) DISCHARGE LAMP LIGHTING CIRCUIT



(57) Abstract:

PURPOSE: To realize stable lighting control of a discharge lamp in high frequency lighting of the discharge lamp.

CONSTITUTION: A resonance circuit (an inductor 11 and a capacitor 14) is arranged in the rear stage of a DC-AC converting circuit 7, and a control circuit 22 varies an oscillation frequency of a frequency variable oscillating part 28 according to signals from a voltage detecting part 23, an electric current detecting part 24 and a timer circuit 25, and thereby varies a frequency of output voltage of the DC-AC converting circuit 7, and controls supply voltage to a discharge lamp 20. Resonance maintaining voltage in the resonance circuit is used as voltage necessary to transfer the discharge lamp 20 to arc discharge from glow discharge, and stable lighting of the discharge lamp 20 is performed under constant power control by the control circuit 22.

対応なし、英抄

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平7-169584

(43)公開日 平成7年(1995)7月4日

(51) Int.Cl.

識別記号 序内整理番号

F I

技術表示箇所

H 05 B 41/29

C

H 02 M 7/48

E 9181-5H

H 05 B 41/18

3 1 0 Z 9249-3K

審査請求 未請求 請求項の数 3 FD (全 8 頁)

(21)出願番号

特願平5-343293

(22)出願日

平成5年(1993)12月17日

(71)出願人 000001133

株式会社小糸製作所

東京都港区高輪4丁目8番3号

(72)発明者 小田悟市

静岡県清水市北脇500番地 株式会社小糸

製作所静岡工場内

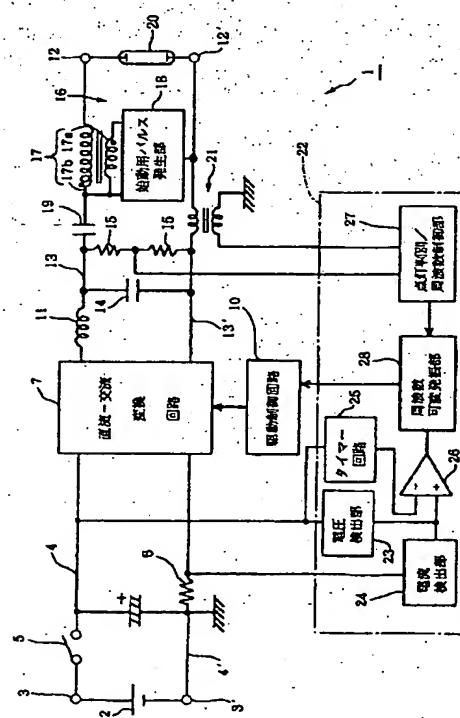
(74)代理人 弁理士 小松祐治

(54)【発明の名称】放電灯の点灯回路

(57)【要約】

【目的】放電灯の高周波点灯にあたって放電灯の安定点灯制御を実現する。

【構成】直流-交流変換回路7の後段に共振回路(インダクタ11及びコンデンサ14)を設けるとともに、電圧検出部23、電流検出部24、タイマー回路25からの信号に基づいて制御回路22が周波数可変発振部28の発振周波数を可変し、これによって直流-交流変換回路7の出力電圧の周波数を可変して放電灯20への供給電圧を制御する。共振回路における共振の持続電圧を10放電灯20をグロー放電からアーク放電へと移行するのに必要な電圧として利用するとともに、制御回路22による定電力制御により放電灯20の安定点灯を行う。



1.

【特許請求の範囲】

【請求項1】 直流入力電圧を交流電圧に変換して放電灯に供給するための直流一交流変換回路と、放電灯への供給電力を制御する制御手段と、放電灯への始動用パルスを発生させて放電灯に印加する起動回路とを備えた放電灯の点灯回路において、(イ) 直流一交流変換回路の後段に放電灯に対してインダクタを直列に接続するとともにコンデンサを放電灯に対して並列に接続することによって共振回路を設けたこと、(ロ) 直流一交流変換回路への入力電圧及び入力電流、あるいは放電灯への供給電圧及び供給電流を検出するための検出手段を設けたこと、(ハ) 制御手段は直流一交流変換回路の出力電圧の周波数を変化させるための周波数可変発振手段を有すること、(ニ) 制御手段は検出手段による検出信号から電力値又は電力近似値を求め、これが略一定となるように周波数可変発振手段の発振周波数を変化させること、を特徴とする放電灯の点灯回路。

【請求項2】 請求項1に記載の放電灯の点灯回路において、制御手段が放電灯の消灯時間を検出するためのタイマー回路を有し、該タイマー回路の出力に応じて放電灯への供給電力が定格電力値より大きくなるように制御することを特徴とする放電灯の点灯回路。

【請求項3】 請求項1又は請求項2に記載の放電灯の点灯回路において、周波数可変発振手段が可変容量ダイオードを用いたCR発振部を有し、制御手段からの信号に応じた可変容量ダイオードの制御により直流一交流変換回路の出力電圧の周波数を変化させるようにしたことを特徴とする放電灯の点灯回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は新規な放電灯の点灯回路に関する。詳しくは、放電灯の高周波点灯にあたって放電灯の安定点灯制御を実現することができるようになした新規な放電灯の点灯回路を提供するものである。

【0002】

【従来の技術】 メタルハライドランプ等の放電灯の交流点灯に関しては、直流入力電圧を直流昇圧回路によって昇圧した後に、後段の直流一交流変換回路によって交流化してこれを放電灯に供給するようにした点灯回路が知られている。

【0003】 ところで、このような矩形波点灯方式の点灯回路において、放電灯の点灯を安定に保つ役割を担っているのは直流昇圧回路であり、その出力電圧は放電灯のランプ電圧に対して即座に応答しなければならないという使命と、これとは逆に電源電圧の変動等の外乱に対しては安定でなければならないという使命をもっているため、その両立の困難性が、放電灯の点灯安定性に影響を及ぼし、アークの揺れや輝点の移動等の不安定性の原因となる。

【0004】 このため、矩形波の極性切換のスピードア

40 40

ップや再点弧電圧の補償等による改善が図られるが、完全な解決は困難である。

【0005】 そこで、放電灯の高周波点灯が望まれております、例えば、直流昇圧回路を用いることなく直流一交流変換回路によって昇圧及び交流化を一段で行い、インダクタ及びコンデンサを介して放電灯を点灯させるようにした回路が提案されている。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】 しかしながら、高周波点灯にあたって従来の点灯回路では、放電灯の安定した点灯制御が困難であるという問題がある。

【0007】 即ち、放電灯をグロー放電からアーク放電へと移行させるに際して放電灯に立ち消えが生じないように放電灯を安定した点灯状態へと導くには、直流一交流変換回路の出力として数百ボルト程度の比較的高い電圧が必要となるが、放電灯の起動後における直流一交流変換回路の出力がこの高い電圧値のままであると、放電灯の定常点灯時には必要以上の電圧が放電灯にかかることになり、放電灯の寿命への影響や回路の効率低下が生じたり、部品の高耐圧化により装置の大型化を招く等の不都合が生じる。

【0008】

【課題を解決するための手段】 そこで、本発明放電灯の点灯回路は上記した課題を解決するために、直流入力電圧を交流電圧に変換して放電灯に供給するための直流一交流変換回路と、放電灯への始動用パルスを発生させて放電灯に印加する起動回路とを備えた放電灯の点灯回路において、以下の(イ)乃至(ニ)の構成を有するようにしたものである。

【0009】 (イ) 直流一交流変換回路の後段に放電灯に対してインダクタを直列に接続するとともにコンデンサを放電灯に対して並列に接続することによって共振回路を設ける。

【0010】 (ロ) 直流一交流変換回路への入力電圧及び入力電流、あるいは放電灯への供給電圧及び供給電流を検出するための検出手段を設ける。

【0011】 (ハ) 制御手段は直流一交流変換回路の出力電圧の周波数を変化させるための周波数可変発振手段を有する。

【0012】 (ニ) 制御手段は検出手段による検出信号から電力値又は電力近似値を求め、これが略一定となるように周波数可変発振手段の発振周波数を変化させる。

【0013】

【作用】 本発明によれば、直流一交流変換回路の後段に共振回路を設け、検出手段からの信号に基づいて制御手段が周波数可変発振部の発振周波数を変化させ、これによって直流一交流変換回路の出力電圧の周波数を変化させて放電灯への供給電圧を制御することができるので、共振回路における共振の持続電圧を放電灯をグロー放電からアーク放電へと移行するのに必要な電圧として利用

3

することができ、しかも制御手段の定電力制御により放電灯を安定した点灯状態へと導くことができる。

【0014】

【実施例】以下に、本発明放電灯の点灯回路の詳細を図示した実施例に従って説明する。尚、図示した実施例は本発明を自動車用メタルハライドランプの点灯回路1に適用したものである。

【0015】図1は点灯回路1の概要を示すものであり、バッテリー2が直流電圧入力端子3と3'との間に接続されている。

【0016】4、4'は直流電源ラインであり、その一方のライン4上には点灯スイッチ5が設けられ、また、他方のライン4'には電流検出抵抗6が設けられている。

【0017】7は直流一交流変換回路であり、バッテリ電圧を矩形波状の交流電圧に変換するために設けられている。

【0018】この直流一交流変換回路7は、図2に示すように、ブッシュブル型のDC-ACコンバータの構成を有しており、トランス8の1次巻線8a側に設けられた半導体スイッチ素子9(i) (i=1、2)が駆動制御回路10からの信号によって相反的にスイッチング制御されるようになっている。

【0019】直流電源ライン4はトランス8の1次巻線8aのセンタータップに接続されており、半導体スイッチ素子9(1)、9(2)にNチャネルMOSFETを使った場合には、両FETのソースが共通化され直流電源ライン4'に接続され、これらFETのドレーンがトランス8の1次巻線8aの各端子にそれぞれ接続されている。そして、FETのゲートには駆動制御回路10からの制御信号が供給される。尚、駆動制御回路10の構成については後述する。

【0020】11はインダクタであり、トランス8の2次巻線8bの一端と交流出力端子12、12'の一方12との間を結ぶ給電ライン13上に設けられている。

【0021】14は上記インダクタ11とともに共振回路を構成するコンデンサであり、その一端がインダクタ11の端子のうち反2次巻線8b側の端子に接続され、他端がトランス8の2次巻線8bの終端側端子と交流出力端子12'との間を結ぶ給電ライン13'に接続されている。

【0022】15、15'は分圧抵抗であり、給電ライン13と13'との間においてコンデンサ14に並列に設けられている。

【0023】16は起動回路であり、トランス17と始動用パルス発生部18とから構成されている。トランス17の2次巻線17bの一端がコンデンサ19を介してインダクタ11とコンデンサ14との間に接続され、またその他の端が交流出力端子12に接続されており、始動用パルス発生部18によりトランス17の1次巻線17

50

4

aに発生されるパルスがトランス17によって昇圧され、直流一交流変換回路7の出力に重畠されるようになっている。

【0024】20はメタルハライドランプであり、交流出力端子12と12'との間に接続されている。直流一交流変換回路7の出力する矩形波は、インダクタ11、コンデンサ14、トランス17等を経ることによって正弦波に近似した波形となってメタルハライドランプ20に供給される。

【0025】21はカレントトランスであり、給電ライン13'上に設けられている。

【0026】22は制御回路であり、電圧検出部23、電流検出部24、タイマー回路25、エラーアンプ26、点灯判別／周波数制御部27、周波数可変発振部28から構成されている。

【0027】電圧検出部23は、バッテリー電圧を検出するために設けられ、その検出点は点灯スイッチ5の後端とされている。そして、その出力信号は後段のエラーアンプ26に送出される。

【0028】また、電流検出部24は、バッテリー電流を検出するために設けられており、バッテリー電流は上記電流検出抵抗6により電圧変換されて入力される。そして、その出力信号は後段のエラーアンプ26に送出される。

【0029】タイマー回路25は、メタルハライドランプ20の消灯時間を検出し、起動時におけるメタルハライドランプ20の状態に応じた電力アップ制御を行い、メタルハライドランプ20の始動時間を短くするために設けられている。即ち、メタルハライドランプ20を冷えた状態から起動させる所謂コールドスタート時には、メタルハライドランプ20の定格電力より大きな電力を供給することによって光束の立ち上がり特性を良好にするものである。

【0030】エラーアンプ26には、電圧検出部23の出力信号と電流検出部24の出力信号との加算信号が入力され、これと所定の基準電圧との間の差信号が後段の周波数可変発振部28に送出される。つまり、エラーアンプ26は加算信号のレベルが一定の値となるように制御するために設けられる。尚、加算信号を一定値にするための基準値は固定した値ではなく、上記タイマー回路25の出力に応じて可変される。

【0031】点灯判別／周波数制御部27は、メタルハライドランプ20の点灯状態又は不点灯状態を判別するとともに、メタルハライドランプ20が不点灯状態であると判別された場合には周波数可変発振部28に制御信号を出して直流一交流変換回路7の出力する矩形波状電圧を一時的に高めるために設けられる。点灯判別／周波数制御部27には、カレントトランス21や分圧抵抗15、15'による検出信号が入力され、カレントトランス21の検出信号に基づいてメタルハライドランプ20

5

が点灯したか否かを判別して、メタルハライドランプ20が不点灯状態である場合に分圧抵抗15、15によつて検出される出力電圧が所定の値になるよう制御するための信号を周波数可変発振部28に送出する。

【0032】周波数可変発振部28は、上記エラーアンプ26、点灯判別／周波数制御部27からの信号に応じて変化される発振周波数をもった信号を発生して、これを駆動制御回路10に送出することによって、直流一交流変換回路7の出力する矩形波の周波数を制御するために設けられている。

【0033】図3は制御回路22の構成例を示すものである。

【0034】電圧検出部23は、演算増幅器29を用いた電圧バッファの構成とされており、該演算増幅器29の非反転入力端子には分圧抵抗30、30'によりバッテリー電圧の分圧値が入力される。尚、抵抗30の一端が直流電源ライン4に接続され、その他端が抵抗30'を介して接地されており、セナーダイオード31及びコンデンサ32が抵抗30'に並列に設けられている。

【0035】電流検出部24は、演算増幅器33を用いた非反転増幅回路とされており、演算増幅器33の非反転入力端子には、電流検出抵抗6による検出電圧が分圧抵抗34、34'を介して入力される。尚、演算増幅器33の出力端子と反転入力端子との間には抵抗35が介挿されており、演算増幅器33の反転入力端子は抵抗36を介して接地されている。

【0036】本実施例では電圧検出部23及び電流検出部24をトランス8の一次側に設けることによって直流一交流変換回路7への入力電圧及び電流を検出しているが、このような直流での電圧・電流検出は、ラシップ電圧30及び電流をAC値として検出する場合に比べて制御系の応答を速くすることができ（検出値をDC値に変換する必要がないため。）、また、素子の耐圧を高くする必要がない等の利点がある。但し、電力制御にあたっては、直流一交流変換回路等での電力損失について予め考慮する必要がある。

【0037】ダイマー回路25は、時定数回路37と演算増幅器38とを有する。

【0038】39はコンデンサであり、その一端が抵抗40及びダイオード41を介して直流電源ライン4に接続され、他端が接地されている。

【0039】コンデンサ39の端子電圧は抵抗42を介して演算増幅器38の反転入力端子に送られる。

【0040】43はコンデンサ39に対して並列に設けられた抵抗である。

【0041】演算増幅器38の非反転入力端子には所定の基準電圧Etが供給され、演算増幅器38の出力信号は順方向接続のダイオード44を介してエラーアンプ26に送出される。

【0042】45は演算増幅器38の出力端子と反転入力端子との間に介挿された抵抗である。

【0043】エラーアンプ26は演算増幅器46を用いて構成され、その非反転入力端子には演算増幅器29、33の出力が抵抗47、48をそれぞれ介して入力される。また、演算増幅器46の反転入力端子には分圧抵抗49、49'によって規定される基準電圧（メタルハライドランプ20の定格電力に対応し、これを「Erf」と記す。）が抵抗50を介して供給されるとともに、タイマー回路25の出力が抵抗50を介して供給さる。

【0044】51は、演算増幅器46の出力端子と反転入力端子との間に介挿された抵抗である。

【0045】点灯判別／周波数制御部27は、反転増幅回路を構成する演算増幅器52の反転入力端子側に分圧抵抗15、15による検出電圧が供給され、演算増幅器52の非反転入力端子に供給される基準電圧がカレントトランジスタ21によるランプ電流検出値の如何によって変化するように構成されている。

【0046】即ち、ダイオード53のアノードが分圧抵抗15と15との間に接続され、そのカソードが抵抗54を介して演算増幅器52の反転入力端子に接続されるとともにコンデンサ55を介して接地されている。

【0047】また、カレントトランジスタ21の2次巻線の一端がセナーダイオード56を介して接地されるとともに抵抗57を介してエミッタ接地のNPNトランジスタ58のベースに接続されており、トランジスタ58のコレクタが分圧抵抗59と60との間に接続されている。分圧抵抗59の一端には所定電圧Vccが供給され、その他端が分圧抵抗60を介して接地されるとともに抵抗61を介して演算増幅器52の非反転入力端子に接続されている。

【0048】62はダイオードであり、そのアノードが演算増幅器52の出力端子に接続され、そのカソードが抵抗63を介して演算増幅器52の反転入力端子に接続されている。

【0049】周波数可変発振部28は、可変容量ダイオードを用いたCR発振回路の構成とされており、可変容量ダイオードを用いることによって、パルス幅制御方式等の電力制御を行う場合に比べて回路構成の簡単化が図られている。

【0050】64は可変容量ダイオードであり、そのカソードが上記ダイオード62のカソードに接続されるとともに抵抗65を介して演算増幅器46の出力端子に接続され、そのアノードは接地されている。

【0051】66はNOTシュミットトリガであり、その入力端子はコンデンサ67を介して可変容量ダイオード64のカソードに接続されている。

【0052】68はNOTシュミットトリガ66に対して並列に設けられた抵抗である。

【0053】69はNOTシュミットトリガ66の後段

7

に設けられた波形整形部であり、NOT シュミットトリガ 6.6 の出力の立ち上がりから稍遅れた細幅の立ち上がり微分波形を得るものである。図 4 に示すように、NOT シュミットトリガ 6.6 の出力は 2 つに分岐してその一方が 2 入力 NAND シュミットトリガ 7.0 の一方の入力端子に入力され、他方が NOT シュミットトリガ 7.1、抵抗 7.2 及びコンデンサ 7.3 からなる積分回路 7.4 を経て NAND シュミットトリガ 7.0 の残りの入力端子に入力される。

【0054】7.5、7.6 は NOT シュミットトリガであり、その一方 7.5 が NAND シュミットトリガ 7.0 の後段に設けられ、他方 7.6 が NOT シュミットトリガ 7.5 の後段に設けられている。そして、これら NOT シュミットトリガ 7.5、7.6 の出力はともに直流一交流変換回路 7 の駆動制御回路 1.0 に送出される。

【0055】駆動制御回路 1.0 は、直流一交流変換回路 7 の半導体スイッチ素子 9(1)、9(2)に対する駆動信号のスイッチングスピードを速めたり、駆動信号がデッドタイムを含むように波形整形を行う等の役割をもっている。

【0056】図 4 に示すように駆動制御回路 1.0 は、D 型フリップフロップ 7.7 及び 7.8、2 入力 NAND シュミットトリガ 7.9 及び 8.0、NOT シュミットトリガ 8.1 及び 8.2、コンプリメンタリ対 8.3、8.4 から構成されている。

【0057】D 型フリップフロップ 7.7 のクロック入力端子 (CK) には、上記 NOT シュミットトリガ 7.6 の出力信号が入力され、その Q 出力端子が NAND シュミットトリガ 7.9 の入力端子の一方に入力される。尚、D 型フリップフロップ 7.7 の Q バー出力信号は D 型フリップフロップ 7.7、7.8 の D 入力端子にそれぞれ送出されるとともに、NAND シュミットトリガ 8.0 の入力端子の一方に入力される。

【0058】また、D 型フリップフロップ 7.8 のクロック入力端子 (CK) には、上記 NOT シュミットトリガ 7.5 の出力信号が入力され、その Q 出力端子が NAND シュミットトリガ 7.9 の残りの入力端子に入力される。尚、D 型フリップフロップ 7.8 の Q バー出力信号は NAND シュミットトリガ 8.0 の残りの入力端子に送出される。

【0059】NAND シュミットトリガ 7.9、8.0 の出力信号は、後段の NOT シュミットトリガ 8.1、8.2 を介してコンプリメンタリ対 8.3、8.4 にそれぞれ送られる。

【0060】そして、コンプリメンタリ対 8.3、8.4 の出力はそれぞれ直流一交流変換回路 7 の半導体スイッチ素子 9(1)、9(2) に駆動信号として送出される。

【0061】始動用パルス発生部 1.8 は、図 2 に示すように、コンデンサの充電電圧が所定電圧に達した時に自己降伏型スイッチ素子の降伏によりトランジスタ 1.7 の 1 次 50

8

側にパルスが発生されるように構成されている。

【0062】トランジスタ 1.7 の 1 次巻線 1.7a の一端は 2 次巻線 1.7b とコンデンサ 1.9 との間に接続されており、他端はスパークギャップ等の自己降伏型スイッチ素子 8.5(図ではスイッチの記号で示す。)の一端に接続されている。

【0063】8.6 はダイオードであり、そのアノードがコンデンサ 8.7 を介してコンデンサ 1.9 とトランジスタ 1.7 の 2 次巻線 1.7b との間に接続され、そのカソードが給電ライン 1.3' に接続されている。

【0064】しかして、制御回路 2.2 にあっては、バッテリー電圧が抵抗 3.0、3.0' によって分圧されて電圧検出部 2.3 の演算増幅器 2.9 に送られ、また、バッテリー電流が電流検出抵抗 6 によって検出されて電流検出部 2.4 の演算増幅器 3.3 に送られて増幅される。

【0065】そして、演算増幅器 2.9 の出力と演算増幅器 3.3 の出力が所定の比率をもって加算され、これがエラーアンプ 2.6 に送出され、ここで基準電圧 Eref と比較される。つまり、エラーアンプ 2.6 は電圧検出部 2.3 の出力と電流検出部 2.4 の出力との加算結果としてメタルハライドランプ 2.0 への供給電力の近似値を求め、これが基準電圧に対応する一定値になるよう制御するためにエラー電圧を周波数可変発振部 2.8 に送出する。

【0066】エラー電圧は抵抗 6.5 を介して周波数可変発振部 2.8 の可変容量ダイオード 6.4 に供給され、これによって発振周波数が変化する。即ち、エラー電圧が大きいと可変容量ダイオード 6.4 の逆方向バイアス電圧が大きいので接合容量が小さくなり、発振周波数が高くなる。

【0067】また、タイマー回路 2.5 からエラーアンプ 2.6 に送られる信号によって基準電圧 Eref が変化して、メタルハライドランプ 2.0 に対する電力アップ制御が行われる。

【0068】例えば、コールドスタート時には、時定数回路 3.7 のコンデンサ 3.9 が空の状態が充電されていき、その端子電圧と基準電圧 Et との差電圧に応じてエラーアンプ 2.6 の基準電圧が上昇する。よって、エラーアンプ 2.6 における電力近似値の比較基準値が大きくなる。尚、供給電力の上昇の度合は、メタルハライドランプ 2.0 の消灯時間に対応して変化するコンデンサ 3.9 の端子電圧の如何による。

【0069】可変容量ダイオード 6.4 に対する制御電圧はまた点灯判別／周波数制御部 2.7 からも与えられる。

【0070】ランプの起動時には電圧検出部 2.3、電流検出部 2.4、エラーアンプ 2.6 からなる電力制御系から外れて、演算増幅器 5.2 が制御の主流となる。

【0071】カレントトランジスタ 2.1 によりランプ電流が流れていないうことが検出された場合にはトランジスタ 5.8 がオフ状態となり、演算増幅器 5.2 は分圧抵抗 1.5、

9

1.5によって検出されるコンデンサ1.4の端子電圧が所定の電圧（分圧抵抗5.9、6.0によるV.c.cの分圧値により規定される。）になるような制御電圧を可変容量ダイオード6.4に供給する。つまり、演算增幅器5.2はランプ電圧を基準電圧と比較するエラーアンプとなっており、その制御電圧によって可変容量ダイオード6.4の接合容量が変化し、これによって周波数可変発振部2.8の発振周波数が可変される。

【0072】ランプ電圧が低いときには、演算増幅器5.2の制御電圧が大きいので可変容量ダイオード6.4への印加電圧が大きく、可変容量ダイオード6.4の接合容量が小さくなるため、周波数可変発振部2.8の発振周波数がインダクタ1.1及びコンデンサ1.4に係る共振周波数にほぼ等しい値まで高くなる。

【0073】また、カレントトランス2.1により検出されるランプ電流によりトランジスタ5.8がオン状態になると、演算増幅器5.2の非反転入力端子がゼロレベルに固定され、ダイオード6.2が導通しなくなるため、制御は電力制御系に委ねられ、ランプが定常状態に近づくにつれて周波数可変発振部2.8の発振周波数が低くなって所定値に漸近していく。

【0074】周波数可変発振部2.8の出力信号は、駆動制御回路1.0に送られて、ここでデッドタイムを含むほぼ相反した位相関係にある矩形波信号が得られる。

【0075】NOTシミットトリガ7.5の出力信号とNOTシミットトリガ7.6の出力信号とは互いに反相関係の信号であり、フリップフロップ7.7、7.8のQ出力信号はこれらの分周信号となるが、フリップフロップ7.8のQ出力信号の方がフリップフロップ7.7のQ出力信号よりやや遅れた信号となる。そして、これらフリップフロップ7.7、7.8の出力信号のQ出力同士とQバーアウト出力同士との論理積をとることによってデッドタイムをもった2つの信号が得られる。そして、これらの信号によって直流一交流変換回路7の半導体スイッチ素子9(1)、9(2)が駆動される。

【0076】上述したようにランプの点灯前には周波数可変発振部2.8の発振周波数が高くなっているインダクタ1.1及びコンデンサ1.4による共振が起こり、これによって直流一交流変換回路7の出力電圧に対して数倍の昇圧が行われる。

【0077】この電圧によって始動用パルス発生部1.8のコンデンサ8.7が充電されていき、その端子電圧が所定電圧を越えた時点で自己降伏型スイッチ素子8.5が降伏してトランジスタ1.7の1次側にパルスが発生し、これがトランジスタ1.7により昇圧されて数十キロボルトの始動用パルスがメタルハライドランプ2.0に印加されてランプに起動がかかる。

【0078】ランプの点灯後には、周波数可変発振部2.8の発振周波数が低くなるが、ランプが点灯して間もないうち（0.1～1ms程度）は共振の持続により放電

40

10

灯に比較的高い電圧が供給されるため、グロー放電からアーク放電への移行が促進される。

【0079】そして、電力制御系による周波数制御に移行して、インダクタ1.1及びコンデンサ1.4による共振はなくなり、最終的にランプの定電力制御が行われてメタルハライドランプ2.0の点灯状態が安定する。

【0080】

【発明の効果】以上に記載したところから明らかのように、本発明放電灯の点灯回路によれば、直流一交流変換回路の後段に共振回路を設け、検出手段からの信号に基づいて制御手段が周波数可変発振部の発振周波数を変化させ、これによって直流一交流変換回路の出力電圧の周波数を変化させて放電灯への供給電圧を制御することができるので、共振回路における共振の持続電圧を放電灯をグロー放電からアーク放電へと移行するのに必要な電圧として利用することができ、しかも制御手段の定電力制御により放電灯を安定した点灯状態へと導くことができる。

【0081】そして、放電灯の消灯時間を検出するためのタイマー回路を設けて、その出力に応じて放電灯への供給電力が定格電力値より大きくなるように制御することによって、放電灯の状態に応じた起動制御を行い、放電灯の始動時間又は再始動時間を短縮することができる。

【0082】また、周波数可変発振部に可変容量ダイオードを用いたCR発振部を用いて直流一交流変換回路の出力電圧の周波数を変化させることによって、回路構成の簡単化等を図ることができる。

【0083】尚、上記実施例において示した具体的な回路構成は何れも本発明の具体化に当たってのほんの一例を示したものにすぎず、これらによって本発明の技術的範囲が限定的に解釈されるものではない。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明に係る放電灯の点灯回路の概要を示す回路ブロック図である。

【図2】直流一交流変換回路及び起動回路の構成を示す回路図である。

【図3】制御回路の構成を示す回路図である。

【図4】周波数可変発振部及び駆動制御回路の構成を示す回路図である。

【符号の説明】

- 1 放電灯の点灯回路
- 7 直流一交流変換回路
- 1.1、1.4 共振回路
- 1.1 インダクタ
- 1.4 コンデンサ
- 1.5、2.1、2.3、2.4 検出手段
- 1.6 起動回路
- 2.0 放電灯（メタルハライドランプ）
- 2.2 制御手段（制御回路）

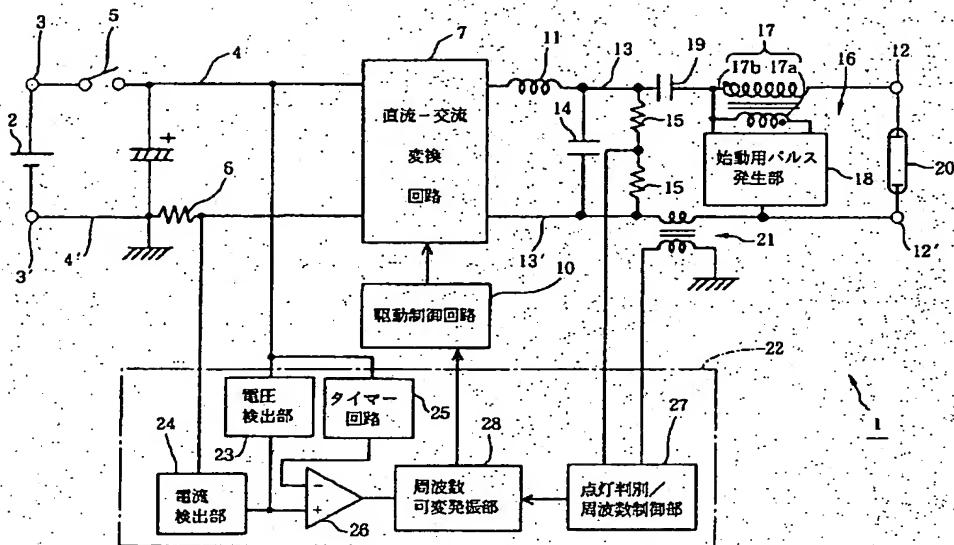
2.5 タイマー回路

2.8 周波数可変発振手段（周波数可変発振回路）

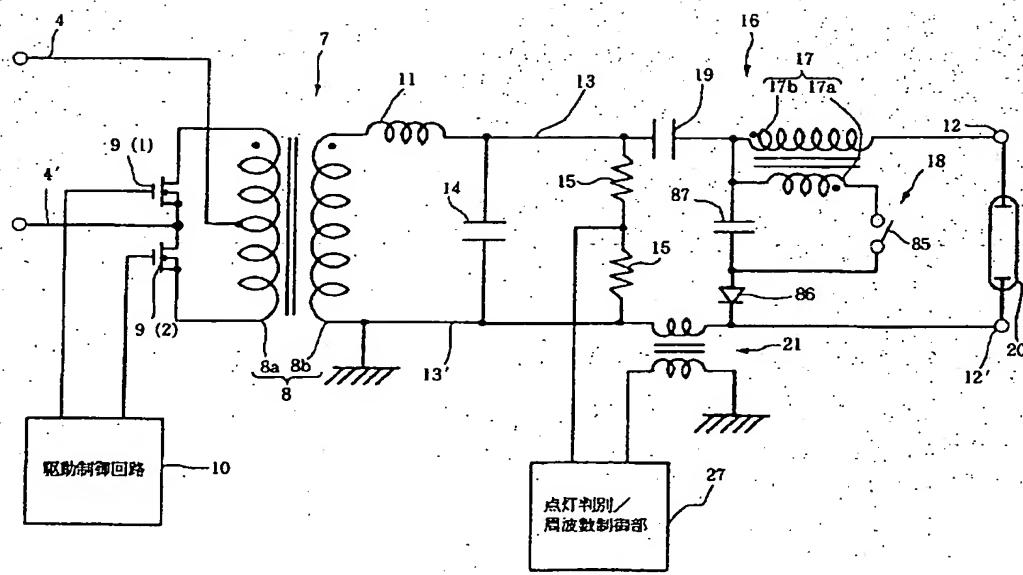
6.4 可変容量ダイオード

6.4、6.5、6.6、6.7、6.8 CR発振部

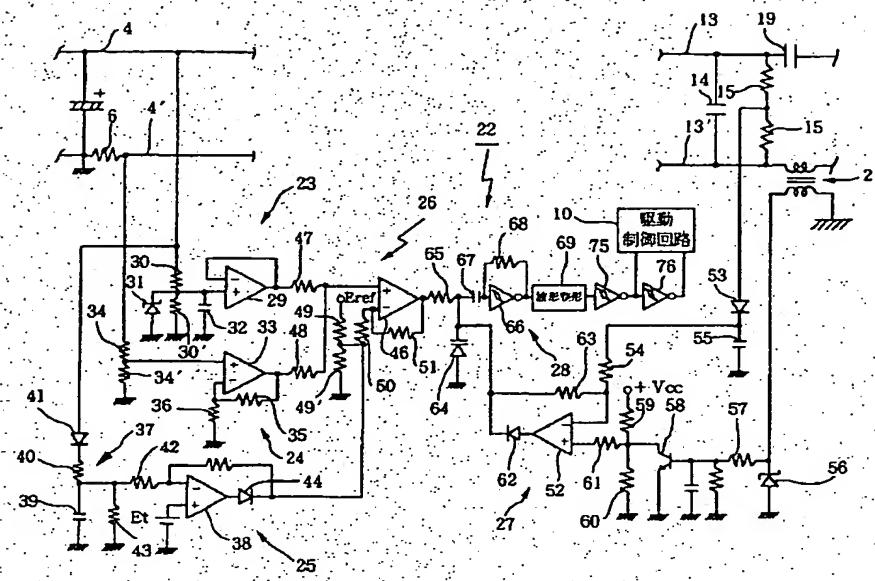
【図 1】



【図 2】



【図3】



【図4】

